



## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: **10163994 A**

(43) Date of publication of application: 19 . 06 . 98

(51) Int. Cl. **H04J 1/12**  
**H03C 3/00**  
**H03H 21/00**  
**H04J 1/00**  
**H04L 27/10**  
**// H04B 1/66**

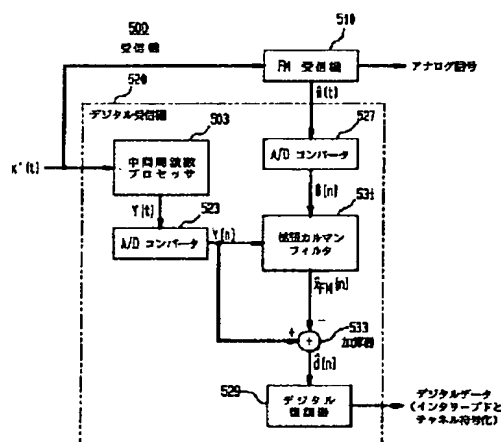
(21) Application number: **09303189**(22) Date of filing: **05 . 11 . 97**(30) Priority: **12 . 11 . 96 US 96 748043**(71) Applicant: **LUCENT TECHNOL INC**(72) Inventor: **PAPADOPOULOS HARALABOS C**  
**SUNDBERG CARL-ERIK WILHELM**(54) **RECEIVER AND COMMUNICATION SYSTEM**

## (57) Abstract:

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To provide a device and a method for generating digital modulated signals capable of being transmitted simultaneously with host analog FM signals and achieving wide coverage.

**SOLUTION:** Synthetic signals  $x'(t)$  including the host analog FM signals and the digital modulated signals are transmitted by an allocated FM frequency band and then, the power spectrum of the digital modulated signals overlaps at least partially with the one of the analog FM signals. After receiving the synthetic signals, an extension Kalman filter 531 is used and the analog FM signals are generated corresponding at least to the synthetic signals. Information expressed by the digital modulation signals is reproduced as a difference between the synthetic signals and the analog FM signals.

COPYRIGHT: (C)1998,JPO





## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 (A) 第1信号と第2信号を含む合成信号を周波数バンドにより受信する手段と、

(B) 前記合成信号にตอบสนองして、前記第1信号を生成するフィルタと、

(C) 前記合成信号のバージョンと前記第1信号にตอบสนองして前記第2信号により表される情報を再生する手段とからなることを特徴とする受信機。

【請求項2】 前記第1信号は、アナログ信号を含み、前記情報は、デジタルデータを含むことを特徴とする請求項1の受信機。

【請求項3】 前記アナログ信号は、アナログ周波数変調(FM)信号を含み、前記第2信号は、デジタル変調信号を含むことを特徴とする請求項2の受信機。

【請求項4】 前記周波数バンドは、FMバンドであることを特徴とする請求項3の受信機。

【請求項5】 (D) 前記合成信号にตอบสนองして前記アナログ信号を再生する手段をさらに有することを特徴とする請求項2の受信機。

【請求項6】 前記(C)再生手段は、前記合成信号の値と、前記第1信号の値との差分を計算する手段を含むことを特徴とする請求項1の受信機。

【請求項7】 前記(B)のフィルタは、前記第1信号を生成する際に、前記第1信号の第2バージョンにもตอบสนองすることを特徴とする請求項1の受信機。

【請求項8】 前記(B)のフィルタは、前記第1信号の第2バージョンと、前記合成信号に基づいて拡張カルマンフィルタ解析を実行する手段を含むことを特徴とする請求項7の受信機。

【請求項9】 前記第1信号は、アナログ信号を含み、前記拡張カルマンフィルタ解析は、前記アナログ信号の位相を推測することを特徴とする請求項8の受信機。

【請求項10】 前記拡張カルマンフィルタ解析は、固定ラグ平滑化アプローチにより実行されることを特徴とする請求項9の受信機。

【請求項11】 前記第1信号は、アナログFM信号を含み、前記拡張カルマンフィルタ解析は、前記アナログFM信号を推測することを特徴とする請求項8の受信機。

【請求項12】 (A) 第1情報を表す第1信号と、第2情報を表す第2信号を含む合成信号を周波数バンドにより伝送する手段と、

(B) 前記合成信号にตอบสนองして前記第1情報を再生する手段と、

(C) 前記合成信号にตอบสนองして、前記第1信号を生成するフィルタと、

(D) 前記合成信号と前記第1信号にตอบสนองして前記第2情報を再生するプロセッサとからなることを特徴とする通信システム。

【請求項13】 前記第1情報は、アナログ情報を含

み、

前記第2情報は、デジタルデータを含むことを特徴とする請求項12のシステム。

【請求項14】 前記第1信号は、アナログFM信号を含み、

前記第2信号は、デジタル変調信号を含むことを特徴とする請求項12のシステム。

【請求項15】 前記周波数バンドは、FMバンドであることを特徴とする請求項12のシステム。

【請求項16】 前記第2信号のパワースペクトラムは、前記第1信号のパワースペクトラムの少なくとも一部とオーバーラップすることを特徴とする請求項12のシステム。

【請求項17】 前記第2信号のパワースペクトラムは、前記第1信号のパワースペクトラムの左側部分と右側部分にそれぞれオーバーラップすることを特徴とする請求項16のシステム。

【請求項18】 前記(C)のフィルタは、前記第1信号を生成する際に、前記第1信号の第2バージョンにもตอบสนองすることを特徴とする請求項12のシステム。

【請求項19】 前記(C)のフィルタは、前記第1信号の第2バージョンと、前記合成信号に基づいて拡張カルマンフィルタ解析を実行する手段を含むことを特徴とする請求項18のシステム。

【請求項20】 前記第1信号は、アナログ信号を含み、

前記拡張カルマンフィルタ解析は、前記アナログ信号の位相を推測することを特徴とする請求項19のシステム。

【請求項21】 前記拡張カルマンフィルタ解析は、固定ラグ平滑化アプローチにより実行されることを特徴とする請求項20のシステム。

【請求項22】 前記第1信号は、アナログFM信号を含み、

前記拡張カルマンフィルタ解析は、前記アナログFM信号を推測することを特徴とする請求項19のシステム。

【請求項23】 前記(D)のプロセッサは、前記合成信号の値と、前記第1信号の値との差分を計算する手段を含むことを特徴とする請求項12のシステム。

【請求項24】 (A) 第1信号と第2信号を含む合成信号を周波数バンドにより受信するステップと、

(B) 前記合成信号にตอบสนองして、前記第1信号を生成するステップと、

(C) 前記合成信号と前記第1信号にตอบสนองして前記第2信号により表される情報を再生するステップとからなることを特徴とする情報を受信する方法。

【請求項25】 前記第1信号は、アナログ信号を含み、

前記情報は、デジタルデータを含むことを特徴とする請求項24の方法。

【請求項26】 前記アナログ信号は、アナログFM信号を含み、  
前記第2信号は、デジタル変調信号を含むことを特徴とする請求項25の方法。

【請求項27】 前記周波数バンドは、FMバンドであることを特徴とする請求項26の方法。

【請求項28】 (D) 前記アナログ信号に応答して前記アナログ信号を再生するステップをさらに有することを特徴とする請求項25の方法。

【請求項29】 前記(C)の再生ステップは、前記合成信号の値と、前記第1信号の値との差分を計算するステップを含むことを特徴とする請求項24の方法。

【請求項30】 前記第1信号は、前記第1信号の第2バージョンに응答して生成されることを特徴とする請求項24の方法。

【請求項31】 前記(B)の生成するステップは、前記第1信号の第2バージョンと、前記合成信号に基づいて拡張カルマンフィルタ解析を実行するステップを含むことを特徴とする請求項30の方法。

【請求項32】 前記第1信号は、アナログ信号を含み、  
前記拡張カルマンフィルタ解析は、前記アナログ信号の位相を推測することを特徴とする請求項31の方法。

【請求項33】 前記拡張カルマンフィルタ解析は、固定ラグ平滑化アプローチにより実行されることを特徴とする請求項32の方法。

【請求項34】 前記アナログ信号は、アナログFM信号を含み、  
前記拡張カルマンフィルタ解析は、前記アナログFM信号を推測することを特徴とする請求項31の方法。

【請求項35】 (A) 第1情報を表す第1信号と、第2情報を表す第2信号を含む合成信号を周波数バンドにより伝送するステップと、

(B) 前記合成信号に응答して前記第1情報を再生するステップと、

(C) 前記合成信号に응答して、前記第1信号を生成するステップと、

(D) 前記合成信号と前記第1信号から前記第2信号を抽出するステップとからなることを特徴とする通信システムに用いられる方法。

【請求項36】 前記第1情報は、アナログ情報を含み、  
前記第2情報は、デジタルデータを含むことを特徴とする請求項35の方法。

【請求項37】 前記第1信号は、アナログFM信号を含み、  
前記第2信号は、デジタル変調信号を含むことを特徴とする請求項35の方法。

【請求項38】 前記周波数バンドは、FMバンドであることを特徴とする請求項35の方法。

【請求項39】 前記第2信号のパワースペクトラムは、前記第1信号のパワースペクトラムの少なくとも一部とオーバーラップすることを特徴とする請求項35の方法。

【請求項40】 前記第2信号のパワースペクトラムは、前記第1信号のパワースペクトラムの左側部分と右側部分にそれぞれオーバーラップすることを特徴とする請求項39の方法。

【請求項41】 前記第1信号は、前記第1信号の第2バージョンに응答して生成されることを特徴とする請求項35の方法。

【請求項42】 前記(B)の生成するステップは、前記第1信号の第2バージョンと、前記合成信号に基づいて拡張カルマンフィルタ解析を実行するステップを含むことを特徴とする請求項41の方法。

【請求項43】 前記第1信号は、アナログ信号を含み、  
前記拡張カルマンフィルタ解析は、前記アナログ信号の位相を推測することを特徴とする請求項42の方法。

【請求項44】 前記拡張カルマンフィルタ解析は、固定ラグ平滑化アプローチにより実行されることを特徴とする請求項43の方法。

【請求項45】 前記第1信号は、アナログFM信号を含み、  
前記拡張カルマンフィルタ解析は、前記アナログFM信号を推測することを特徴とする請求項42の方法。

【請求項46】 前記(D)の抽出ステップは、前記合成信号の値と、前記第1信号の値との差分を計算するステップを含むことを特徴とする請求項35の方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、アナログ信号とデジタル変調信号を用いる通信のシステムと方法に関し、特にFM周波数バンドに亘ってデジタル変調信号とアナログ周波数変調(FM)信号を同時に送信するシステムと方法に関する。

【0002】

【従来の技術】デジタル通信技術の爆発的な成長は、デジタルデータを通信するバンド幅を必要としている。デジタル通信をさらに行うために利用可能なバンド幅が少なくなっているために、産業界はデジタル通信を可能にするために、既に存在しているアナログFMバンドをより効率的に利用しようとしている。しかし、FMバンドを利用するために、アナログFM通信の性能に影響を及ぼしてはならない。

【0003】FM認可局(郵政省)は、異なるキャリア周波数に基づいて放送する権利をFM放送局に与えている。これらのキャリア周波数間の分離は200KHzであり、それらは別の場所で再使用されている。しかし、アナログFM信号のスペクトラムの端部において、徐々

にパワーが減衰するようにするためには、近接した局は少なくとも800KHzだけ離れた周波数バンドを使用することを条件にライセンスが与えられている。次にアナログFM放送の背景について述べる。

#### 【0004】アナログFMの背景技術

$m(t)$  は、FM変調におけるアナログ変調信号を表すものとする。 $m(t)$  により変調された後のFMキャリア(搬送波)の $f_c$  は、以下のFM変調信号 $x_{FM}$ となる。

【数1】

$$x_{FM}(t) = \cos[\theta(t)]$$

ここで $\theta(t)$  は、次式で与えられる位相角を表す。

【数2】

$$\theta(t) = 2\pi f_c t + 2\pi f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau$$

ただし以下を仮定している。

【数3】

$$\max_t |m(t)| = 1$$

$$m(t) = a_1 [L_p(t) + R_p(t)] + a_2 \cos(4\pi f_p t) [L_p(t) - R_p(t)] + a_3 \cos(2\pi f_p t)$$

通常 $2f_p = 38\text{KHz}$ で、 $a_1 = a_2 = 0.4$ で、 $a_3 = 0.1$ である。上記の式の最も右側の項である $a_3 \cos(2\pi f_p t)$ は、キャリア周波数 $f_p$ を有する「パイロット信号」と称する。この項をFM受信機が用いて左信号と右信号の間の差に関するパスバンド項をコヒーレントに復調する。

【0007】従来のFM受信機は、 $x_{FM}(t)$ の受信バージョンから角度信号を取り出すデバイスを有している。この角度信号に対し数学的な微分操作を行うことにより、 $m(t)$ (即ち $m(t)$ の推定値)を与える。モノラルの受信機においては、ローパスフィルタを用いて $[L_p(t) + R_p(t)]$ の推定値を得ている。ステレオ受信機はパイロット信号を用いて $[L_p(t) - R_p(t)]$ を復調し、その後これを $L_p(t)$ と $R_p(t)$ の推定値と組み合わせることにより、それぞれ $L_p(t)$ と $R_p(t)$ の推定値を得ている。これらの推定値をその後以下の周波数応答 $H_d(f)$ を有するディエンファシスフィルタで処理し、送信器の左側信号と右側信号の推定値を得ている。

【数6】

$$H_d = \frac{1}{1 + j(f/f_1)}$$

#### 【0008】従来技術

既存のFMバンドを用いて、デジタルデータ信号とアナログFM信号を同時に放送する上記の目的を達成するために、様々な技術が提案されている。このような技術は、インバンド隣接チャンネル(In Band Adjacent Channel (IBAC))と称し、これはデジタルデータを送信するために隣接するバンドを使用している。図1は、上

ここで $f_d$ は、最大周波数偏差を表すものとする。

【0005】商業用のFM周波数設定においては、 $f_d$ は通常75KHzで、 $m(t)$ はそれぞれ $L(t)$ と $R(t)$ により表される左チャンネル情報信号と右チャンネル情報信号から得られたステレオ信号である。この $L(t)$ と $R(t)$ はプリエンファシスフィルタにより処理され、それぞれ $L_p(t)$ と $R_p(t)$ を生成する。このフィルタの周波数応答 $H_p(f)$ は、次式で表される。

【数4】

$$H_p(f) = \frac{1 + j(f/f_1)}{1 + j(f/f_2)}$$

通常 $f_1 = 2.1\text{KHz}$ で、 $f_2 = 25\text{KHz}$ である。

【0006】ステレオ信号 $m(t)$ が次式によりその後生成される。

【数5】

記のIBAC系によりデジタル放送用のIBACの位置と周波数領域のホストアナログFM信号のパワースペクトラムとの関係を表す。

【0009】図1に示すように、IBACとホスト信号の中心周波数は、例えば400KHz離れている。しかし、このIBAC系を実行するためには、新たな許可を所轄官庁から取る必要がある。さらに米国内の大都市のような混雑した市場においては、IBAC系を用いた伝送パワーレベルは、低く維持して他のチャンネルとの干渉を最小にしなければならない。

【0010】その結果、IBAC系はデジタル変調信号を幅広く地理的にカバーすることはできない。しかし、デジタル伝送はアナログFM伝送よりもより頑強であり(ノイズに強い)、このため2つの伝送のパワーレベルが等しい場合には、デジタル伝送の方がより広い領域をカバーできる。実際のカバーできる領域は、送信器の場所と干渉環境に依存している。

【0011】IBAC系を既存のアナログFM送信器を除去して用いる場合には、インバンドリザーブチャンネル(IBRC)系が出現する。このIBRC系によれば、デジタル伝送のパワーレベルは、アナログFM伝送のそれと同等であり、その結果FMのFMカバレージと同等の広さのデジタルカバレージを得ることができる。アナログFM送信器をIBAC/IBRC送信装置で置換することにより、FMバンドでオーディオ情報の100%のアナログ伝送から100%のデジタル伝送への移行が実現できる。

【0012】別の従来技術は、インバンドオンチャンネル(IBOC)系と称する。このIBOC系によれば、デ

デジタルデータはホストアナログFM信号のパワースペクトラムの片側あるいは両側の隣接するバンドでもって送信され、このデジタル変調信号の伝送パワーレベルは、FM信号のそれよりもはるかに低い。図2に示すように、IBOCにおけるデジタル変調信号のパワーは、ホストアナログFM信号に比較して通常25dBだけ低い。

【0013】IBAC系とは異なり、現在のFM認可はIBOC系を実行するのに適用可能であるが、ただしデジタル変調信号の伝送パワーレベルが認可要件を満たすことが前提とされる。デジタル変調信号は低いパワー伝送レベルを要件としているために、このIBOC系はIBAC系と同等あるいはそれ以上の広い領域をカバーすることはできない。以下に説明するようにアナログホストなしにIBOC系により幅広い伝送のカバレッジは、高い伝送パワーレベルを用いることにより達成される。かくしてFMバンドにおけるオーディオ情報の100%アナログから100%デジタルへの伝送の変換が実現可能である。

【0014】他の従来技術は、デジタル変調の中心周波数がホストFM波の瞬時周波数に追従するように、連続的に調整するような周波数スライド系を用いるものである。この技術によれば、アナログ波形とデジタル波形のスペクトラムはオーバーラップしているが、生成された信号は同一の瞬時周波数を占有せず、これによりデジタル変調信号とホストアナログFM信号の干渉を回避できる。

【0015】この技術の詳細については、“FM-2 System Description”, U.S.A. Digital Radio, 1990-1995. を参照のこと。しかし、この技術を実現するシステムのコストは、その設計が複雑になるにつれて極めて高くなり、このシステムは、ホストFM波の常に変化する瞬時周波数に反応するために極めて高速である必要がある。

【0016】

【発明が解決しようとする課題】したがって本発明の目的は、ホストアナログFM信号と同時に送信でき、かつ幅広いカバレッジが達成できるデジタル変調信号を生成する装置と方法を提供することである。

【0017】

【課題を解決するための手段】本発明によれば、ホストアナログFM信号とデジタル変調信号を含む合成信号は、割り当てられたFM周波数バンドで送信され、そしてデジタル変調信号のパワースペクトラムは、アナログFM信号のそれと少なくとも一部でオーバーラップしている。この合成信号を受信した後、拡張カルマンフィルタを用いて、少なくとも合成信号のバージョンに応じてアナログFM信号を表すバージョンを生成する。デジタル変調信号により表された情報は、合成信号のバージョンとアナログFM信号バージョンとの間の差分として再生される。

【0018】

【発明の実施の形態】図3は本発明により、デジタル変調信号とアナログFM信号とを同時に送信する送信器300を表す。FM局内にあるFM変調器301は、標準の方法でアナログ入力信号 $m(t)$ に応じてステレオFM信号を生成する。このFM信号は、FM放送に割り当てられた周波数バンド（この例では200KHz幅）でもって伝送される。

【0019】本発明によれば、同一のFMバンドを用いてデジタルデータも伝送する。伝送されるべきデジタルデータは、従来の方法によりインタリーブされ、かつチャンネル符号化されてチャンネルノイズに対しより耐性を有するようになる。このプロセスにおいて、データシンボルのシーケンスを用いてデジタルデータを表す。このデータシンボルに回答して、デジタル変調器305は例えば従来の直交周波数分割多重化(orthogonal frequency division multiplexing (OFDM))のマルチキャリア系、あるいはシングルキャリア系、あるいはスペクトル拡散直交信号系によりデジタル変調信号を生成する。

【0020】本発明の1つの目的は、FM受信機が従来方法によりホストアナログFM信号を処理し、このアナログFM信号がデジタル変調信号と同一の周波数バンドを共有した場合でも、事実上劣化しないFM品質を与えるようにすることである。このためデジタル変調信号の振幅は、線形増幅器307により換算され、デジタル変調信号のホストアナログFM信号に対する相対的なパワーをできるだけ高くし、FM受信機においてデジタル変調信号によるアナログFM信号への共通チャンネル干渉の許容度を可能な限り最大にすることである。

【0021】このようにして換算されたデジタル変調信号は、加算器309に加えられ、そこでFM変換器301により生成されたアナログFM信号に加算される。加算器309の出力は、従来設計の線形パワー増幅器311に加えられる。この線形パワー増幅器311は、割り当てられたFM周波数バンドを介して $x(t)$ で表される合成FMとデジタル変調信号の増幅バージョンを伝送する。上記のことは次式で表される。

【数7】

$$x(t) = x_{FM}(t) + d(t)$$

ここで $d(t)$ は伝送されたデジタル変調信号を表す。

【0022】図4は、88-108MHzのFM放送バンドの $x(t)$ のパワースペクトラムを表し、 $d(t)$ のスペクトラムの大部分が $x_{FM}(t)$ のそれとオーバーラップしている。このため本発明によれば、デジタルデータは従来技術と同様に、ホストFM信号スペクトラムの外側のみならずその内側でも伝送される。

【0023】図4に示すように、伝送されたデジタル変調信号のパワーレベルは、伝送されたFM信号のそれと比較して低く、前述したようにアナログFM信号への共通チャンネル干渉を最小にしている。このような低いパワ

ーレベルで伝送されたデジタル変調信号のカバレッジは、通常制限されておりかつ高いデータレートが与えられる。しかし、本発明はポストキャンセル系でもってこの信号カバレッジを改良している。

【0024】このポストキャンセル系によれば、後述する受信機は、受信信号から再生されたアナログFM信号をキャンセル（相殺）して、その中にある弱いデジタル変調信号を獲得する。本発明の系は次に述べるデジタル受信機において、アナログFM信号のキャンセルを必要とするため（即ち合成信号の伝送後キャンセルを必要とするため）、本発明の系は以下「ポストキャンセリング系」（Postcanceling Scheme）と称する。

【0025】具体的に説明すると、このアナログFM信号は、合成信号伝送を支配しているため、公知のFM捕獲効果の利点を利用し、高品質のFM復調を達成して、従来のFM受信機を用いてベースバンドアナログ信号を再生することができる。本発明によれば、受信合成信号のアナログFM信号成分は、後述する拡張カルマンフィルタを用いてデジタル受信機で再生される。このようにして再生されたアナログFM信号は、受信信号からその後減算され、それにより弱いデジタル変調信号を再生する。

【0026】次に図5において本発明の受信機500はFMバンドから伝送信号 $x(t)$ に対応する合成信号 $x'(t)$ を受信する。この実施例においては、次のように表される。

$$x'(t) = x(t) + w(t)$$

ここで $w(t)$ は、FMチャネルからの追加ノイズを表す。

【0027】図5に示すように、受信機500はFM受信機510とデジタル受信機520とを有する。 $x'(t)$

(t)にตอบสนองして、従来のFM受信機510は、公知の捕獲機能を用いて元のアナログ信号を再生する。この受信した合成信号 $x'(t)$ は、デジタル受信機520にも入力され、そこで中間周波数プロセッサ503は標準

$$x_{FM}[n] = \cos(\theta[n]) \quad (1)$$

ここで

$$\theta[n+1] = \omega_0 + \theta[n] + m[n]$$

ここで $\omega_0$ は等価離散時間中間サブキャリア角度周波数で、 $m[n]$ は $m(t)$ を換算した均一にサンプル化されたバージョンを表す。拡張カルマンフィルタ531に

的方法により88-108MHzのFM放送バンドからの $x'(t)$ のスペクトラムを中間周波数バンドに変換する。

【0028】中間周波数プロセッサ503の出力 $y(t)$ は、従来のA/Dコンバータ523に入力される。このA/Dコンバータ523は、 $y[t]$ を均一にサンプル化したバージョン $y(n)$ を本発明により拡張カルマンフィルタ531に与える。ここで $t = nT$ で、 $n$ =整数、 $T$ はコンバータのサンプリング周期を表す。公知の方法によりFM受信機510はアナログ信号の推定値を生成し、この山付き $m(t)$ は再生アナログ信号のプリディエンファシスバージョンである。この推定値は、A/Dコンバータ527に与えられ、そこで $m[t]$ の換算した均一にサンプル化されたバージョン山付き $m(n)$ を与える。離散信号山付き $m[n]$ は、また本発明により拡張カルマンフィルタ531に与えられる。

【0029】上記の入力 $y[n]$ と山付き $m[n]$ に基づいて、拡張カルマンフィルタ531はアナログFM信号の均一にサンプル化したバージョンを表す $x_{FM}[n]$ を推定する。このようにして得られた推定値を山付き $x_{FM}[n]$ として表す。次に、 $x_{FM}[n]$ を計算する方法を述べる。山付き $x_{FM}[n]$ は、加算器533に加えられ、そこで $y[n]$ から減算されてデジタル変調信号の推測され均一にサンプル化されたバージョン山付き $d[n]$ を生成する。デジタル復調器529はデジタル変調器305の逆機能を実行し、 $d[n]$ からチャネル符号化され、インタリーブされたものではあるが伝送デジタルデータを再生する。

【0030】山付き $x_{FM}[n]$ を拡張カルマンフィルタ531により計算する方法を次に説明する。 $\theta[n]$ をアナログ信号位相 $\theta(t)$ の均一にサンプル化されたバージョンとすると、次式で表される。

【数8】

よる拡張カルマンフィルタ解析用に、 $\theta[n]$ を推測するステートスペースモデルは、次式で表される。

【数9】

$$\theta[n+1] = \omega_0 + \theta[n] + m[n] + \xi[n] \quad (2)$$

$$y[n] = \cos(\theta[n]) + v[n] \quad (3)$$

ここで

$$\xi[n] = m[n] - m[n]$$

$$v[n] = d[n] + w[n]$$

【0031】ここでシーケンス $\xi[n]$ は、ある偏差のホワイトノイズと仮定する。実際には $\xi[n]$ がホワイトではない可能性が大きい（分散の選択が正確でない）場合でも、この仮定は拡張カルマンフィルタ531による標準的な拡張カルマンフィルタ解析に対する基礎的事項を与える。具体的に説明する。 $\theta[n]$ がこのような解析における状態変数（state variable）を表し、 $m[n]$ が決定論的駆動入力（deterministic driving input）を表し、 $\xi[n]$ が状態ノイズを表し、 $y[n]$ が必要とされる測定値を表し、 $v[n]$ が測定ノイズを表す。

【0032】上記のステートスペースモデル（state-space model）に従った拡張カルマンフィルタ531による拡張カルマンフィルタ解析は、公知の方法で初期化ステップと予測ステップと測定値更新ステップを実行することを含む。各ステップを次に説明する。

#### 【0033】初期化ステップ

【数10】

$$\theta[0|-1] = 0$$

$$P[0|-1] = \pi^2/3$$

$$\theta[n|n] = \theta[n|n-1] + K[n] \{y[n] - \cos(\theta[n|n-1])\}$$

$$K[n] = \frac{P[n|n-1] \sin(\theta[n|n-1])}{P[n|n-1] \sin^2(\theta[n|n-1]) + R}$$

$$P[n|n] = \frac{P[n|n-1] R}{P[n|n-1] \sin^2(\theta[n|n-1]) + R}$$

ここでRは、 $v[n]$ の分散を表す。

【0036】上記のステップを実施することにより、拡張カルマンフィルタ531は、 $n=0, 1, 2, \dots$ に対する $\theta[n]$ の推定値を得る。その後拡張カルマンフィルタ531は、上記の式（1）に従って、推定された $x_{FM}[n]$ を計算する。上記のモデルが線形の場合には、拡張カルマンフィルタ531は $\theta[n]$ を推定する際にエラー、即ち $\theta[n]$ と $\theta[n]$ との差が最小になる。

【0037】しかし、その代わりに、拡張カルマンフィルタ解析により $x_{FM}[n]$ の推定値を直接得る方が興味

ここで $\theta[0|-1]$ は、 $n=0$ のときの $\theta[n]$ の推定値を表し、 $n=-1$ のサンプルはこの実施例では仮想（fictitious）である。線形ステートスペースモデルに対応するカルマンフィルタにおいては、 $P[n|k]$ は推定値 $\theta[n|k]$ の偏差に対応する（即ち、 $n=k$ のサンプルまですべての観測が与えられた時の $\theta[n]$ の推定値）。これに関しては、B. Anderson と J. Moore 著の“Optimal Filtering,” Prentice Hall, New York, 1979.を参照のこと。拡張カルマンフィルタの設定においては、 $P[n|k]$ は $\theta[n]$ の推定値の計算における中間変数である。

#### 【0034】予測ステップ

【数11】

$$\theta[n+1|n] = \theta[n|n] + \omega_0 + m[n]$$

$$P[n+1|n] = P[n|n] + Q$$

ここでQは、 $\xi[n]$ の分散を表す。

#### 【0035】測定更新ステップ

【数12】

のあるところである。かくして別の実施例においては、 $x_{FM}[n]$ を推定する際の二次元のステートスペースモデルを拡張カルマンフィルタ解析を実行する際に拡張カルマンフィルタ531が利用する。このモデルは次式で表される。

【数13】



$$\theta[n-1] = \theta[n] \cdot \omega_0 \cdot m[n] \cdot \xi[n]$$

$$x_{FM}[n-1] = \cos(\theta[n] \cdot \omega_0 \cdot m[n] \cdot \xi[n])$$

$$y[n] = x_{FM}[n] + v[n]$$

【0038】第2の実施例においては、拡張カルマンフィルタ531は公知の固定ラグ平滑化アプローチを用いて拡張カルマンフィルタ解析を実行して $\theta[n]$ の推定値を与える。具体的に説明すると、この実施例における拡張カルマンフィルタ531は、その固定ラグ平滑化推定値を与え、これは $\theta[n-N|n]$ で表す、ここでNはこのようなアプローチにおける選択されたタイムラグサイズである。

【0039】 $\theta[n-N|n]$ は現在の推定位相値が与えられた場合、N個のサンプリング間隔(T)の前の推定位相の値を表す。言い換えると、固定ラグの現在の位相推定値は、過去から将来のN個のサンプルまでの全てのサンプルを考慮にいて現在の推定値を生成する。かくして平滑化された位相推定値は、式(2)、(3)により規定された前のモデルによる位相推定値よりもより正確である。

【0040】固定ラグ平滑化アプローチに基づくステートスペースモデルを次に説明する。マトリックス $z[n]$ を以下のように定義する。

【数14】

$$z[n] = [\theta[n] \quad \theta[n-1] \quad \dots \quad \theta[n-N]]^T$$

ここで添え字「T」は、標準のマトリックスの転置(transposition)操作を表す。 $z[n]$ が定義されると、問題となっているステートスペースモデルは、次式で表される。

【数15】

$$z[n+1] = Az[n] + B(\omega_0 + m[n]) + G\xi[n]$$

$$y[n] = \cos(\theta[n]) + v[n]$$

ここで

$$A = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & & & & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B = G = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

【0041】上記のステートスペースモデルにおいては、拡張カルマンフィルタ531は公知の方法で対応する初期化ステップ、予測ステップ、測定更新ステップを実行する。具体的に説明すると、測定更新ステップにおけるベクトル更新推定値 $z[n|n]$ は次式で表される。

$$z[n|n] = [\theta[n|n] \quad \theta[n-1|n] \quad \dots \quad \theta[n-N|n]]^T$$

そしてこの測定更新ステップは、必要により平滑化推定値 $\theta[n-N|n]$ を含む。

【0042】上記の変形例として、例えば図4に示すようにデジタル変調信号のパワースペクトラムは、通常200KHzの幅のアナログFMバンドよりも広い。そして必要によっては、これはFMバンドよりも狭くすることができる。デジタル変調信号のパワースペクトラムは、アナログFMキャリアの左側と右側のキャリアの周囲に中心を有し、各側でFMパワースペクトラムの一部とオーバラップしている(図6を参照)。別の例としては、デジタル変調信号のパワースペクトラムは、図4のその選択された部分分割でもよい(図7を参照のこと)。

【0043】さらにまたここに説明したポストキャンセル技術は、他の技術例えば米国特許出願08/704,470(1996年8月26日出願)、発明の名称「Technique for Simultaneous Communications of Analog Frequency-modulated and Digitally Modulated Signals using Precanceling Scheme」に記載されたプレキャンセル技術、あるいはアナログFM信号がダイナミックなものであれば、制御チャネルを用いた技術と組み合わせて用いることもできる。ここに本明細書に説明したポストキャンセル技術は、繰り返し用いてさらに推定された加算器533の出力点での推定されたデジタル変調信号からのFM成分をキャンセルしてデジタル変調信号の正確さを改善することもできる。

【図面の簡単な説明】

【図1】従来技術における周波数領域でのインバンド隣接チャネル(IBAC)系とアナログFMキャリアのパワーと周波数位置との関係を表す図

【図2】従来技術における周波数領域でのインバンドオンチャネル(IBOC)系とアナログFMキャリアのパワーと周波数位置との関係を表す図

【図3】本発明によるアナログFM信号とデジタル変調信号を同時に通信する送信器のブロック図

【図4】図3の送信器により通信された合成信号のパワースペクトラムを表す図

【図5】本発明により合成信号から伝送されたアナログ信号とデジタルデータとを再生する受信機のブロック図

【図6】図3の送信器により通信された合成信号の二次パワースペクトラムを表す図

【図7】図3の送信器により通信された合成信号の三次

パワースペクトラムを表す図

【符号の説明】

- 300 送信器
- 301 FM変調器
- 305 デジタル変調器
- 307 線形増幅器
- 309 加算器
- 311 線形パワー増幅器
- 500 受信機
- 503 中間周波数プロセッサ
- 510 FM受信機
- 520 デジタル受信機
- 523, 527 A/Dコンバータ
- 529 デジタル復調器
- 531 拡張カルマンフィルタ

### 533 加算器

図1 (従来技術) パワー アナログFM 周波数

図2 (従来技術) パワー ホストアナログFM 周波数

図3 アナログ信号 デジタルデータ (チャンネル符号化とインタリーブド)

図4 パワー 送信デジタル変調信号 ホストアナログFM 周波数

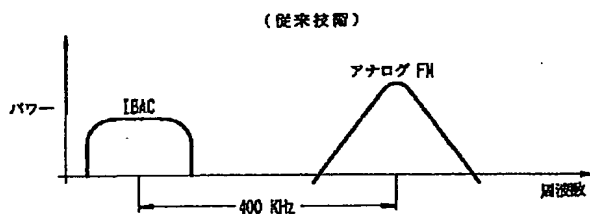
図5 アナログ信号 デジタルデータ (インタリーブドとチャンネル符号化)

図6 パワー デジタル変調信号 ホストアナログFM 周波数

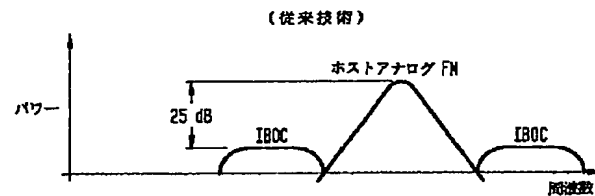
図7 パワー デジタル変調信号 ホストアナログFM 周波数

数8, 9, 10 ここで ここで ここで

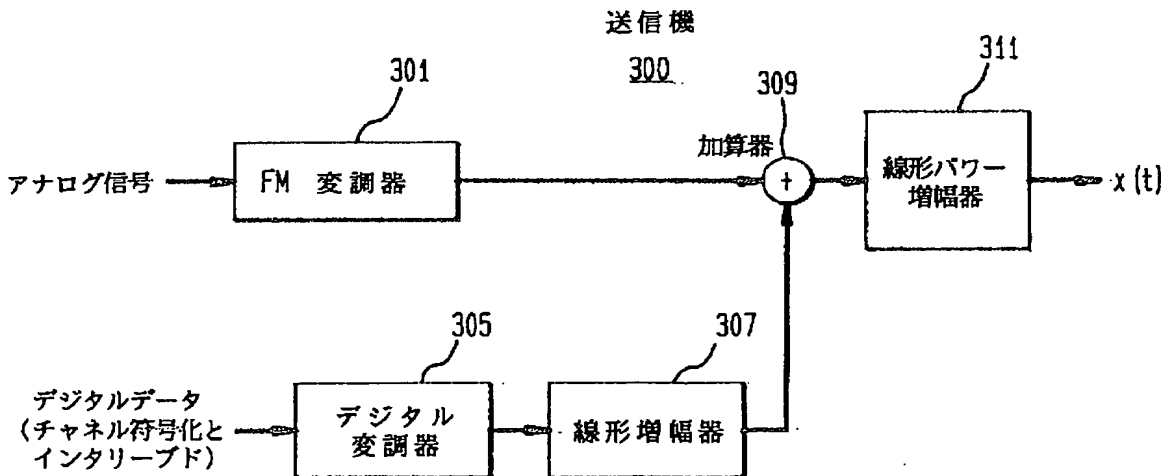
【図1】



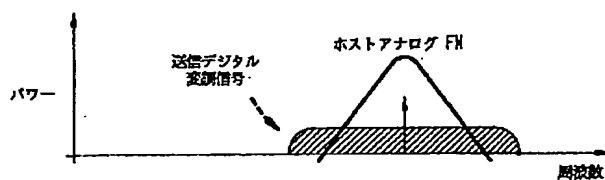
【図2】



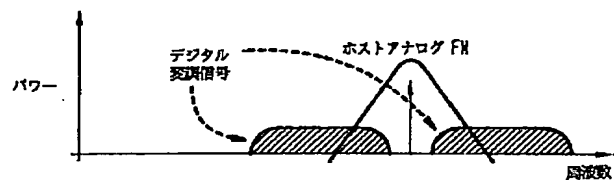
【図3】



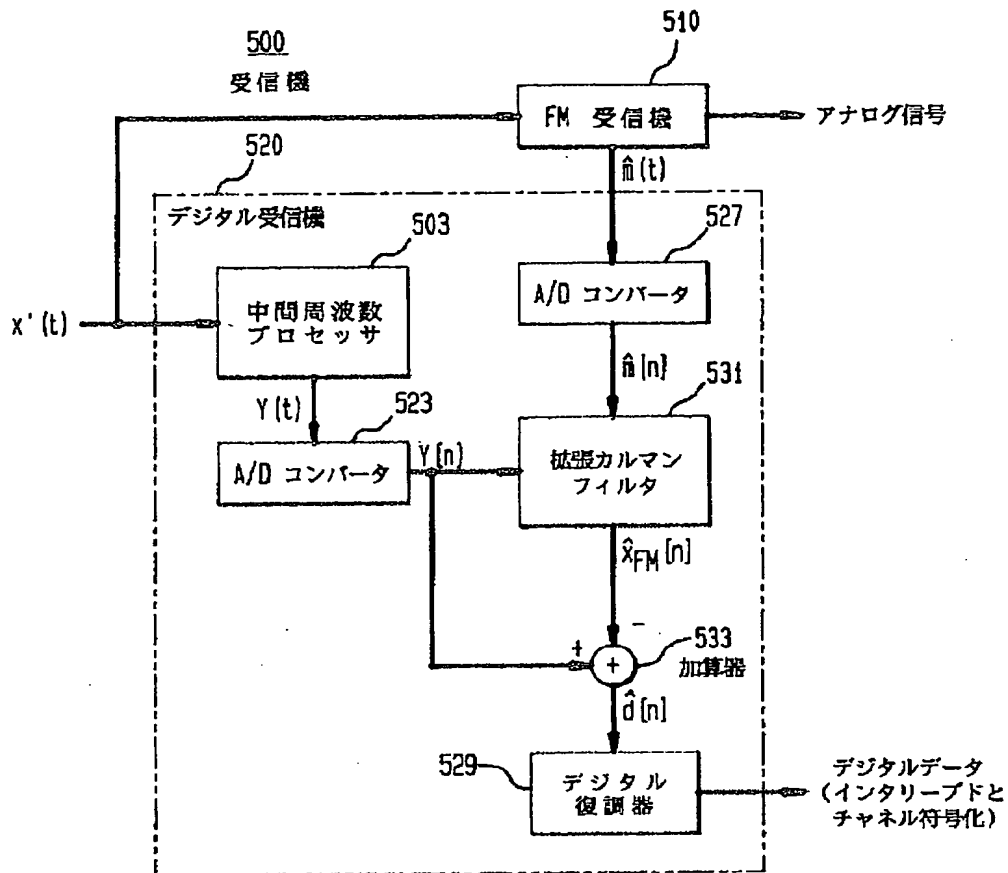
【図4】



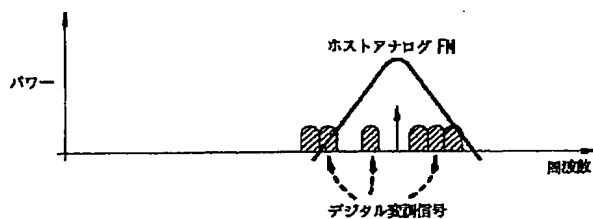
【図6】



【図5】



【図7】



フロントページの続き

(51)Int.Cl.<sup>6</sup>

// H 0 4 B 1/66

識別記号

F I

H 0 4 B 1/66

(71)出願人 596077259

600 Mountain Avenue,  
Murray Hill, New Je  
rsey 07974-0636 U. S. A.

(72)発明者 カールーエリック ウィルヘルム サンド  
バーク  
アメリカ合衆国、07928 ニュージャージ  
ー、チャサム、ヒッコリー プレイス  
25、エー11